

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 63-260245

(43)Date of publication of application : 27.10.1988

(51)Int.Cl.

H04L 27/20

(21)Application number : 62-093606

(71)Applicant : MATSUSHITA ELECTRIC IND CO
LTD

(22)Date of filing : 16.04.1987

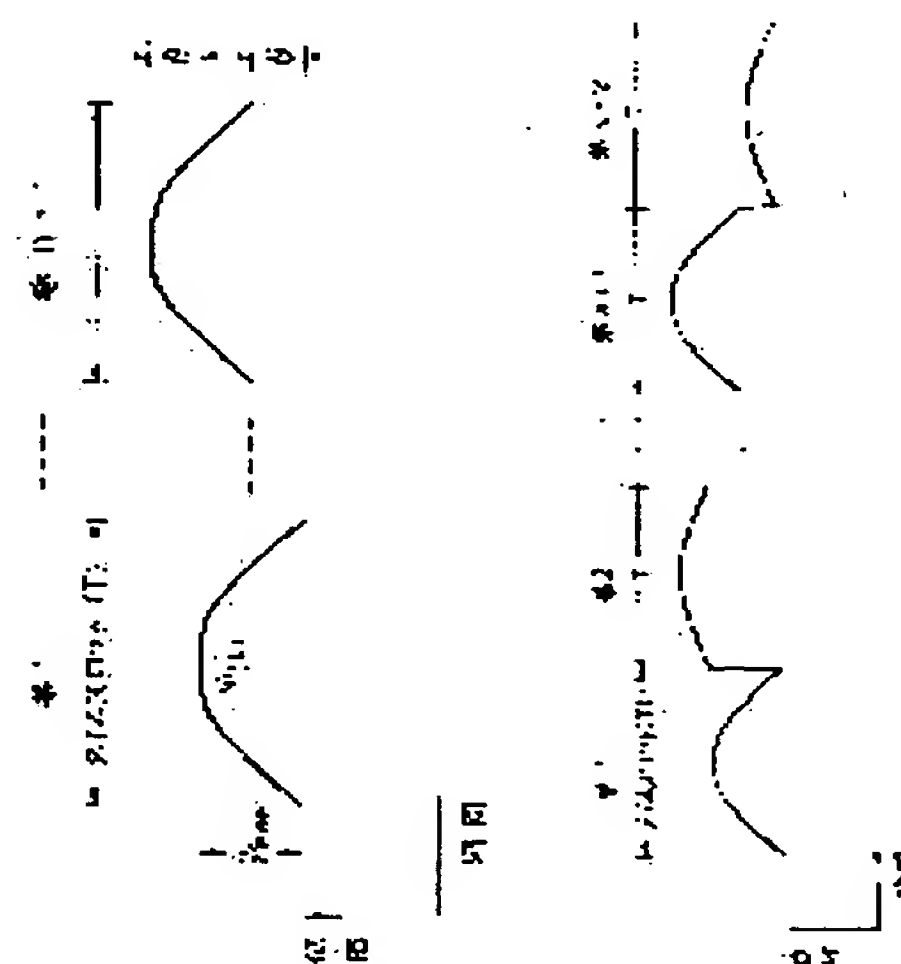
(72)Inventor : TAKAI HITOSHI

(54) DIGITAL SIGNAL TRANSMISSION METHOD

(57)Abstract:

PURPOSE: To suppress the fluctuation of an envelope at band limit by using a parabolic waveform for a phase transition waveform in time slot of a transmission signal so as to eliminate the phase discontinuous point in the time slot.

CONSTITUTION: The phase transition waveform $\psi(t)$ in one time slot of a data is a parabolic waveform shown in the figure and the phase transition waveform in the 1st and (n+1)th time slots is the same and the entire waveform is shifted by θ according to the sent information. That is, the differential coding of (n) time slot is applied. In such a case, plural kinds of phase transition waveforms $\psi(t)$ may be used and a maximum of n-kind of phase transition waveforms in time slot are selected.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 特 許 公 報 (B 2)

(11)特許番号

第2506748号

(45)発行日 平成8年(1996)6月12日

(24)登録日 平成8年(1996)4月2日

(51)Int.Cl. ⁸	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 L 27/18		9297-5K	H 0 4 L 27/18	Z

発明の数1 (全 19 頁)

(21)出願番号	特願昭62-93606	(73)特許権者	999999999 松下電器産業株式会社 大阪府門真市大字門真1006番地
(22)出願日	昭和62年(1987)4月16日	(72)発明者	▲高▼井 均 門真市大字門真1006番地 松下電器産業株式会社内
(65)公開番号	特開昭63-260245	(74)代理人	弁理士 滝本 智之
(43)公開日	昭和63年(1988)10月27日	審査官	佐藤 秀一
		(56)参考文献	1. 電子通信学会技術研究報告C S 86-48 (信学技報V o l. 86 N o. 164), (昭61-9-25) P. 63-70 2. 電子通信学会技術研究報告C S 85-108 (信学技報V o l. 85 N o. 219), (昭60-11-22) P. 17-24

(54)【発明の名称】 デジタル信号伝送方法

1

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】 デジタルデータを伝送する伝送方法において、データの1タイムスロット内の位相遷移波形が放物線波形をしており、任意のタイムスロット内の前記位相遷移波形と、所定のタイムスロットだけ後のタイムスロット内の前記位相遷移波形とは、伝送される情報にかかわらず同一の形状であり、前記所定のタイムスロットだけ離れた、これら両者のタイムスロットの同位置どおしの間の位相差に伝送される情報がある伝送信号を用い、前記伝送信号は前記所定のタイムスロットに相当する遅延を得ることのできる遅延線を用いる遅延検波によって検波されることを特徴とするデジタル信号伝送方法。

【請求項2】 位相差は 2π を2の累乗の数で均等に分割した角度のいずれかであることを特徴とする特許請求の

2

範囲第(1)項記載のデジタル信号伝送方法。

【請求項3】 伝送信号は、伝送される情報が、任意のタイムスロット内の位相遷移波形と、1タイムスロットだけ離れた位相遷移波形の同位置どおしの間の位相差にあって成ることを特徴とする特許請求の範囲第(1)項記載のデジタル信号伝送方法。

【発明の詳細な説明】

産業上の利用分野

本発明は市街地などにおける無線伝送のようなマルチパスフェージング伝送路において、デジタル信号を伝送するデジタル信号伝送方法に関するものである。

従来の技術

近年、移動通信の分野でも、秘話性の向上や通信の高度化、あるいは周辺の通信網との整合性からデジタル化が進みつつある。しかし、そのような需要が最も集中

すると考えられる市街地では、ビルなどの建造物による反射や回折などによるマルチパスによって、通信品質が著しく劣化する。デジタル伝送の場合、マルチパスを構成するそれぞれの波の伝播遅延時間差がタイムスロット長に対して無視できなくなると、波形歪や同期系の追従不良によって符号誤り率特性が著しく劣化する。

以下、図面を参照しながら、上述した従来のデジタル信号伝送方法の第 1 の例について説明する。

第 17 図は第 1 の従来例におけるデジタル信号伝送方法の伝送信号の位相遷移を示す位相遷移波形図である。T は 1 データシンボルを送出する最小単位であるタイムスロット長を示している。データが 1 の時、位相が π 遷移し、データが 0 の時は位相遷移を起さない。この信号様式は差動符号化 2 相位相変調と呼ばれる。

このような伝送信号を検波するには、例えば 1 タイムスロットの遅延線を有する遅延検波で行うことができる。今、マルチパスの代表的な例として、タイムスロット長に比べて無視できない伝播遅延時間差 τ を持つ 2 波マルチパス下において、検波出力信号がどのようなかを考える。なお、時間的に先行して来る波を直接波、遅れてくる波を遅延波と呼ぶことにする。

第 18 図は、2 波マルチパス下において、第 17 図に示したような伝送信号が遅延検波された時、検波出力信号がどのようなかを示した図である。第 18 図 (a) は、直接波の位相遷移を示したものである。これに対して、伝播遅延時間差 τ だけ遅れて来た遅延波の位相遷移は、第 18 図 (b) のようになる。ある時点の検波出力は、その時の 2 波の合成位相と、1 タイムスロット前の 2 波の合成位相とのベクトル内積である。例えば、第 18 図 (c) において、B の領域の検波出力は、B' の時の 2 波合成位相と B の時のそれとのベクトル内積の値になる。

第 19 図は、A ~ C の各時点における検波出力を求めるため、直接波と遅延波の合成位相を図示したベクトル図である。なお、直接波と遅延波の振幅比を ρ 、位相差を α とした。例えば、B の時点における検波出力の絶対値は、第 19 図において、ベクトル OB' とベクトル OB の内積、すなわち、線分 OB の自乗になる。従って、余弦定理などを用いて、第 18 図 (c) の A ~ C の各時点の検波出力は次のようになる。

A 不定

B $a_n (1 + \rho^2 + 2\rho \cos \alpha)$

C 不定

ただし、 a_n ($a_n = \pm 1$) は伝送されているデータ列である。

領域 A および C では、それぞれ前および後のタイムスロットのデータ値によって不定になる。遅延検波後、通常、高調波成分および不要な雑音成分を除去するため低域通過フィルタが入るので、最終的な検波出力信号波形は、第 18 図 (c) の実線の波形にフィルタがかかり、第

18 図 (c) の点線で示したような波形になり、アイパターンの一部を構成する。ここで、 ρ が 1 に近く、 α が π 近辺の場合、有効な検波出力である B の領域の検波出力はほぼ零になる。従って、アイは閉じ、符号誤り率特性は劣化する。また、この時、領域 A および C の無効な検波出力が、領域 B の有効な検波出力よりはるかに大きいので、アイが時間軸方向に大きく揺らぎ、再生クロックが追従できず、符号誤り率はさらに著しく劣化する（例えば、尾上他、“伝播遅延時間差を有するレイリーフェージングにおける符号誤り率特性”、信学技報、CS81-168、1982、あるいは高井他、“多重波伝搬による瞬時符号誤りとビット同期系に基づく誤り発生機構の分析”、信学技報、CS83-158、1984）。

このように、アイパターンの劣化とアイの時間軸方向の揺らぎにより、誤り率特性が劣化するのを軽減するために、複数種類の検波出力を生じるように伝送信号の位相遷移波形を工夫し、これらの複数種類の検波出力を合成することによるダイバーシチ効果により改善する方法が提案された。以下、図面を参照しながら、このような第 2 の従来例におけるデジタル信号伝送方法の一例について説明する。

第 20 図は第 2 の従来例におけるデジタル信号伝送方法の伝送信号の位相遷移を示す位相遷移波形図である。データの 1 タイムスロットは前半部分と後半部分に分れ、階段状の波形をしている。1 タイムスロットの時間を T、前半部分の時間を T_1 、後半部分の時間を T_2 、前半部分と後半部分の間の位相遷移を ϕ として示した。伝送される情報は、第 1 の従来例と同様に、隣合うタイムスロットの位相差にあり、例えば、この位相差のとりうる値として 0 および π を用い、それぞれに対応して 0 と 1 を割り当てることにより、1 ビットの情報が伝送される。

次に、第 2 の従来例におけるデジタル信号伝送方法がマルチパスフェージング下において良好な誤り率特性を示すことを説明する。

第 2 の従来例のデジタル信号伝送方法も、一種の差動符号化位相変調であるので、1 タイムスロットの遅延線を用いた遅延検波によって検波される。第 21 図は、2 波マルチパス下において、第 20 図の伝送信号が遅延検波器で検波された時の検波出力信号がどのようなかを示した図である。第 21 図 (a) は、直接波の任意のタイムスロットと、その隣合うタイムスロットの位相遷移の様子を示したものである。これに対して、伝播遅延時間差 τ だけ遅れて来た遅延波の位相遷移は、第 21 図

(b) のようになる。第 1 の従来例と同様、ある時点の検波出力は、その時の 2 波の合成位相と、1 タイムスロット前の 2 波の合成位相とのベクトル内積である。

第 22 図は、A ~ E の各時点における検波出力を求めるため、直接波と遅延波の合成位相を図示したベクトル図である。なお、直接波と遅延波の振幅比を ρ 、直接波の

5

搬送波から見た遅延波の搬送波の位相を α とした。第22図より、検波後の低域通過フィルタによる波形の変形がない、あるいは、遮断周波数がデータ伝送速度に比べて充分高い場合、第21図(c)のA～Eの各時点の検波出力は次のようになる。

A, E……不定

B, D…… $1 + \rho^2 + 2\rho \cos \alpha$

C…… $1 + \rho^2 + 2\rho \cos (\alpha - \phi)$

領域AおよびEでは、それぞれ前後のタイムスロットのデータ値によって不定になる。実際には、低域通過フィルタの遮断周波数は符号間干渉が生じない程度に低く選ばれ、低域通過フィルタを通過した後の検波出力信号は、第21図(c)の実線の波形にフィルタがかかり、第21図(c)の点線に示したようにアイパターンの一部を形成する。領域B、Dと領域Cの検波出力は相補的で、いかなる ρ あるいは α に関しても同時に零になることはなく、アイが閉じることはない。また、これらの有効な検波出力の少なくとも一方は、領域AまたはEの無効な検波出力に比べて小さくなることはないので、アイの時*

$$P_e = \frac{1}{2 \cdot \{ r \sin(\pi/m) \cdot \sin(\phi/2) \}^2} \quad \dots \textcircled{2}$$

$r = S / N$ 比

となり、帯域制限を受けない場合の ϕ の最適値は π である(例えば高井、“耐多重波変復調方式の一提案”、信学技報、SAT86-23、1986)。

発明が解決しようとする問題点

しかし、この第2の従来例におけるデジタル信号伝送方法は、タイムスロット内にさらに位相不連続点を有するため、帯域制限を受けると包絡線変動が著しく、非線形歪に弱い。包絡線変動を抑えるため、位相遷移 ϕ を π より小さくすると改善効果が減少し、耐非線形性と改善効果は両立しない。また、この第2の従来例におけるデジタル信号伝送方法は、 $T_1 = T_2$ の場合、遅延時間差 τ が τ/T にして0.5を超えると、領域Bおよび領域Dが消滅し、改善効果を失う。 $T_1 \neq T_2$ とすることによって、さらに大きな τ に対しても改善が可能であるが、占有帯域幅がさらに拡大し、帯域制限を受けると、誤り率特性の劣化が大きくなる。また、包絡線変動もさらに大きくなり、非線形歪に対しても弱くなるという問題点を有していた。

本発明は、上記問題点に鑑み、帯域制限及び非線形歪に強く、しかも、より大きな τ/T に対しても良好な特性を示すデジタル信号伝送方法を提供するものである。問題点を解決するための手段

上記問題点を解決するために本発明のデジタル信号

$$\phi(t) = \frac{4 \phi_{\max}}{T^2} \cdot t \cdot (T - t) \quad \dots \textcircled{3}$$

6

*間軸方向の揺らぎは軽減され、再生クロックの追従不良による符号誤り率の劣化も少ない。従って、符号誤り率特性は著しく改善され、高速のデジタル伝送が可能になる。

一般に、2波マルチパス下におけるB～D各領域における検波出力は、伝送データ列 a_n ($a_n = \pm 1$)、多相化数を m ($m=2, 4, 8, \dots$)、フェージングを伴う直接波および遅延波の受信ベクトルを表す複素乗積雑音を $S_1(t)$ 、 $S_2(t)$ として、次のように表せる。

B, D…… $a_n \sin(\pi/m) \cdot (|S_1 + S_2|^2)$

C…… $a_n \sin(\pi/m) \cdot (|S_1 \exp(j\phi) + S_2|^2) \dots \textcircled{1}$

領域Cの検波出力は、直接波の搬送波位相をさらに ϕ だけ移相したものになっている。従って、第2の従来例におけるデジタル信号伝送方法の改善原理は、このような異種の検波出力を合成する一種のダイバーシチである。なお、適当なダイバーシチモデルを仮定し、直接波と遅延波のフェージングが独立で、両者の平均が等しい場合の平均誤り率 P_e を計算すると、

伝送方法は、データの1タイムスロット内の位相遷移波形が放物線波形をしており、任意のタイムスロット内の位相遷移波形と、所定のタイムスロットだけ後のタイムスロット内の位相遷移波形とは、伝送される情報にかかわらず同一の形状であり、所定のタイムスロットだけ離れた、これら両者のタイムスロットの同位置どうしの間の位相差に伝送される情報がある伝送信号を用いるものである。

作用

本発明は上記した伝送信号を用い、タイムスロット内の位相不連続点をなくすることにより、帯域制限時の包絡線変動を抑えることができる。また、より大きな遅延時間 τ に対しても複数種類の検波出力を得ることができ、帯域制限および非線形歪に強く、しかも、より大きな τ/T に対しても良好な誤り率特性を示すこととなる。

40 実施例

以下、本発明の一実施例のデジタル信号伝送方法について、図面を参照しながら説明する。

第1図は、本発明のデジタル信号伝送方法の伝送信号の位相遷移波形の一例を示す位相遷移波形図である。

データの1タイムスロット内の位相遷移波形 $\phi(t)$

($0 < t < T$) は、③式で示されるような放物線状の波形をしている所が、従来の位相変調方式とは異なる。

7

そして、所定の n タイムスロット離れた、第1タイムスロットと第 $n+1$ タイムスロットのそれぞれのタイムスロット内の位相遷移波形は、形状が同一であり、伝送される情報に従って θ だけ全体がシフトされている。すなわち、 n タイムスロットの差動符号化が行われてい

$$\theta = i \cdot \frac{2\pi}{m} \quad (m = 2^p, \dots, p = 1, 2, 3 \dots) \dots \textcircled{4}$$

ただし、 i の値は伝送するグレイ符号化されたデータ値を示しており、 $0 \leq i \leq m, i \in \text{Integer}$ である。従って、第1タイムスロットの位相遷移波形が、 $\psi(t)$ であれば、第 $n+1$ タイムスロットの位相遷移波形は、 $\psi(t - nT) + \theta$ と表される。

なお、情報を担う位相シフト量を、絶対位相からの位

$$\theta_a(t) = \sum_{q=-\infty}^{\infty} i d_q \cdot \frac{2\pi}{m} \{ U(t - qT) - U(t - (q-1)T) \}$$

$$U(t) = \begin{cases} 1 & (t \geq 0) \\ 0 & (t < 0) \end{cases} \dots \textcircled{5}$$

一方、タイムスロット内位相遷移波形 $\psi(t)$ は複数種類あっても良い。 n タイムスロット差動符号化の場合は、最大 n 種類のタイムスロット内位相遷移波形 $\psi_1(t)$ 、 \dots 、 $\psi_n(t)$ を選ぶことができる。

$$\begin{aligned} \Psi(t) &= \sum_{q=-\infty}^{\infty} \sum_{r=1}^n \psi_r(t - (qn+r-1)T) + \theta_a(t) \\ &= \sum_{q=-\infty}^{\infty} \sum_{r=1}^n \psi_r(t - (qn+r-1)T) \\ &\quad + \sum_{q=-\infty}^{\infty} i d_q \cdot \frac{2\pi}{m} \{ U(t - qT) - U(t - (q-1)T) \} \end{aligned} \dots \textcircled{7}$$

で表される、本発明における伝送信号の位相遷移波形の特徴は、⑦式の第1項にあり、第2項は従来の差動符号化位相変調と同じものである。なお、タイムスロット内位相遷移波形 $\psi_1(t)$ 、 $\psi_2(t)$ 、 \dots 、 $\psi_n(t)$ の中には、同一のものがあっても良いし、特別な場合として総てが同一であっても良い。ともかく、 n タイムスロットだけ離れたタイムスロット内位相遷移波

8

る。例えば、 θ として0と π の2相系を用いれば、タイムスロットあたり1ビット、 θ として0、 $\pi/2$ 、 π 、 $3\pi/2$ の4相系を用いれば、タイムスロットあたり2ビットの情報を送ることができる。 θ を一般的に示せば、次式のようになる。

※相シフト量 $\theta_a(t)$ として表すと、位相シフト量 $\theta_a(t)$ は各タイムスロット内で一定の値を持つ階段状の関数であり、伝送するグレイ符号化されたデータ値列 i_q ($q \in \text{Integer}$)を n タイムスロット差動符号化したデータ値列 $i d_q$ を用いて次式のように表せる。

$$\star \psi_r(t) = 0 \quad (t \leq 0, t \geq T, r = 1 \sim n) \dots \textcircled{6}$$

とすると、本発明のデジタル信号伝送方法における伝送信号の位相遷移波形 $\Psi(t)$ の一般式は、⑤式を用いて

形 $\psi(t)$ が一致しておれば良い。また、 n の値は1であってても良く、この場合はタイムスロット内位相遷移波形 $\psi(t)$ は一種類であり、すべてのタイムスロットのタイムスロット内位相遷移波形は同一形状である。タイムスロット内位相遷移波形 $\psi(t)$ が一種類の場合、伝送信号の位相遷移波形 $\Psi(t)$ は、⑦式は次式のようになる。

$$\begin{aligned}
 \Psi(t) &= \sum_{q=-\infty}^{\infty} \phi(t-qT) + \theta_a(t) \\
 &= \sum_{q=-\infty}^{\infty} \phi(t-qT) \\
 &\quad + \sum_{q=-\infty}^{\infty} i d_q \cdot \frac{2\pi}{m} \{U(t-qT) - U(t-(q-1)T)\} \\
 &\quad \dots \textcircled{8}
 \end{aligned}$$

タイムスロット内位相遷移波形 $\phi(t)$ は、前述のように、複数種類あっても良い。第2図は $\phi(t)$ の最大位相遷移量 ϕ_{\max} に複数種類ある場合、第3図は、位相の遷移方向が進相遅相交互の場合である。ただし、後者の場合、対応するタイムスロット間の距離 n は偶数である。また、この複数種類の中には、放物線波形以外の、例えば階段状波形などが含まれていても良い。

第4図は、一例として、タイムスロット内位相遷移波形 $\phi(t)$ が一種類の $\phi_{\max}=225^\circ$ 放物線波形であり、 $n=1$ つまり1タイムスロット差動符号化された、多相化数 $m=4$ で1タイムスロットあたり2ビット伝送し得る本発明のデジタル信号伝送方法の伝送信号の位相遷移波形の具体例を示した位相遷移波形図である。

次に、上記に述べたような伝送信号を得る方法について実施例を示して説明する。

第5図は、本発明の第1の実施例におけるデジタル信号伝送方法の伝送信号の生成回路の構成図である。第5図において、501はデータ入力端子、502は差動符号化回路、503は発振器、504は波形発生回路、505は直交変調器、506は伝送信号出力端子である。伝送されるデジタルデータは、データ入力端子501から入力され、差動符号化回路502で差動符号化される。そして、波形発生回路504では、差動符号化されたデータに応じて、I軸、Q軸それぞれの変調信号を発生する。一方、発振器503では搬送波を発生し、この搬送波は、直交変調器505で前述のI軸、Q軸それぞれの変調信号によって変調され、伝送信号となり、伝送信号出力端子506から出力される。

第6図は、第5図における直交変調器505の内部の回路構成図の一例を示したものである。第6図において、601は 90° 移相器、602および603は平衡変調器、604は合成器である。発振器503より供給された搬送波信号は、平衡変調器602を用いて、波形発生回路504からのI軸変調信号で変調され、I軸被変調信号となる。一方、前述の搬送波信号は、 90° 移相器で 90° 移相され、平衡変調器603を用いて、波形発生回路504からのQ軸変調信号で変調され、Q軸被変調信号となる。このようにして得られたI軸およびQ軸の両被変調信号は、合成器604で合成され、被変調信号である伝送信号となり、伝送信号出

力端子506から出力される。

第7図は、第5図における差動符号化回路502の内部の回路構成図の一例を示したものである。701および704はグレイ符号変換回路、702は加算器、703は遅延器である。多相化数 m ($m=2, 4, 8$)、すなわち、 m 相の場合、②式に示したように、 p ビットの平行データ値列として、グレイ符号変換回路701に入力される。グレイコード化されたデータ値列 i_q は、加算器702に入り、加算器702の出力を遅延器703において n タイムスロット分すなわち n クロック分遅延させたデータと m を法とした加算が行われる。そして、加算器702の出力をさらにグレイ符号変換回路704で変換することによって、入力の p ビットの平行データ値列をグレイ符号化し、 n タイムスロットの差動符号化した p ビットの平行データ値列 $i d_q$ が得られる。

第8図は、位相遷移波形 $\Psi(t)$ が⑧式で示される4相系の場合を例にとり、第5図の波形発生回路504の内部の回路構成図の一例を示したものである。801はI軸データ入力端子、802はデータクロック出力端子、803はQ軸データ入力端子、804および806はシフトレジスタ、805は2進カウンタ、807はリード・オンリー・メモリー（以下、ROMと略す）、808はクロック発生器、809および810はデジタル・アナログ変換器（以下、D/A変換器と略す）、811および812は低域通過フィルタ、813はI軸変調出力端子、814はQ軸変調出力端子である。4相系の場合、差動符号化回路502の出力 $i d_q$ は2ビットの平行データであり、その上位ビットおよび下位ビットがそれぞれI軸データ入力端子801およびQ軸データ入力端子803から入力される。入力されたそれぞれのデータ列は、シフトレジスタ804および806で遅延され、現在のタイムスロットの変調データおよびその前後のタイムスロットの変調データが得られる。つまり、第8図の例では、シフトレジスタ804および806の Q_d が現在のタイムスロットの変調データであり、 $Q_e \sim Q_g$ および $Q_a \sim Q_c$ の前後3タイムスロット分の変調データが得られる。一方、ROM807には、I軸およびQ軸の変調波形が変調データに従って書かれており、第8図の例ではそれぞれの1タイムスロットは16サンプル点で構成される。ROM807のアドレス $A_4 \sim A_{17}$ はどの変調波形を選ぶかを決定するセレクト

11

信号として使われており、前述の現在および前後3タイムスロット分の変調データが入力される。ROM807のアドレスA0～A3には、クロック発生器808で発生された基準クロックを2進カウンタ805で分周したものが加えられ、変調波形の読み取り信号となる。ROM807の出力X0～X7およびY0～Y7は、それぞれD/A変換器809および810と折り返し成分を除去する低域通過フィルタ811および812によってアナログ信号に変換され、I軸およびQ軸の変調信号となる。なお、8相系などさらに多相の変調の時は、④式のpの数だけのシフトレジスタを用意し、それ

*

$$M_I(t) = \int_{-t_0}^{+t_0} \cos \Psi(t - \tau) \cdot h(\tau) d\tau$$

$$M_Q(t) = \int_{-t_0}^{+t_0} \sin \Psi(t - \tau) \cdot h(\tau) d\tau$$

... ⑩

帯域制限フィルタの周波数特性には、余弦自乗型、ガウス型など、低域通過型であれば種々のものがある。それに従って、インパルス応答h(t)もわかる。一例※

$$h(t) = \frac{\omega_0}{\pi} \cdot \frac{\sin \omega_0 t}{\omega_0 t} \cdot \frac{\cos \tau \omega_0 t}{1 - (2 \tau \omega_0 t / \pi)^2} \quad \dots ⑪$$

第8図のROM807には、⑩式に従って1タイムスロット分のI軸およびQ軸の変調波形 $M_I(t)$ 、 $M_Q(t)$ が書き込まれている。⑩式の積分範囲 $(-t_0, t_0)$ は、インパルス応答h(t)の拡がり範囲程度に選ばれ、第8図の例では前後3タイムスロットであり、⑧式から位相遷移波形 $\Psi(t)$ を算出するには前後3タイムスロットの変調データを必要とする。従って、ROM807には、⑩式より現在および前後3タイムスロットの変調データパターンすべてについて計算して書き込んであり、これらの現在および前後3タイムスロット分の変調データである、ROM807のアドレスA4～A17によって、どの変調波形を選ぶかがセレクトされる。

位相遷移波形 $\Psi(t)$ が⑦式で示されるように、タイムスロット内位相遷移波形 $\psi(t)$ に複数種類ある場合もほとんど同様であり、⑩式によって1タイムスロット分のI軸およびQ軸の変調波形 $M_I(t)$ 、 $M_Q(t)$ をROMに書き込めば良い。ただし、⑩式の $\Psi(t)$ を⑦式より求める際に、現在のタイムスロット内位相遷移波形 $\psi_r(t)$ のr($1 \leq r \leq$)が如何なる値であるかがさらに必要となる。従って、ROMに書き込む波形データは、現在および前後数タイムスロットの変調データパターンについてだけでなく、現在のタイムスロット内位相遷移波形 $\psi_r(t)$ が何番目であることを示すrについても

30

40

50

12

* 次に、ROM807に書き込むタイムスロットごとの変調波形について説明する。基本的には、差動符号化された伝送するデータ値列 id_q から⑧式より求まる伝送信号の位相遷移波形 $\Psi(t)$ より、次式によってI軸およびQ軸の変調波形 $M_I(t)$ 、 $M_Q(t)$ を得れば良い。

$$M_I(t) = \cos \Psi(t)$$

$$M_Q(t) = \sin \Psi(t)$$

... ⑨

しかし、このままでは広帯域の信号となるので、帯域制限フィルタのインパルス応答をh(t)として、このフィルタで帯域制限を行うと⑨式は次式のようなになる。

※として、カットオフ角周波数 ω_0 、ロールオフ係数 γ の余剰自乗型フィルタのインパルス応答h(t)を示す。

$$h(t) = \frac{\cos \tau \omega_0 t}{1 - (2 \tau \omega_0 t / \pi)^2} \quad \dots ⑪$$

すべて計算して書き込む。これに従って、第5図の波形発生回路504の内部の回路構成図は、第9図のようにする必要がある。第9図において、801はI軸データ入力端子、802はデータクロック出力端子、803はQ軸データ入力端子、804および806はシフトレジスタ、805は2進カウンタ、808はクロック発生器、809および810はD/A変換器、811および812は低域通過フィルタ、813はI軸変調出力端子、814はQ軸変調出力端子であり、以上は第8図の構成と全く同様である。第8図の構成と異なっているのは、現在のrの値を示す901の2進カウンタが追加され、このrの値によって波形をセレクトするために、902のROMにA18、A19のアドレスが追加されていることである。なお、2進カウンタ901の周期はnであり、第9図の例では、n=4である。

次に、上記したような本発明のデジタル信号伝送方法における伝送信号の検波方法について説明する。

本発明のデジタル信号伝送方法においては、検波方法はnタイムスロットの遅延線を有する遅延検波器による。以下に、簡単に説明する。

第10図は、2相系の場合の遅延検波器の回路構成図を示したものである。第10図において、1001は入力端子、1002は乗算器、1003は低域通過フィルタ、1004はnタイムスロット遅延器、1005は出力端子である。nタイムス

ロット遅延器1004では、信号はnタイムスロット分遅延されるが、搬送波の位相は入力と出力で同相である。低域通過フィルタ1003は、乗算器1002で生じる搬送波の2倍の周波数の成分を除去するのみでなく、後述する複数種類の検波出力を合成する役目も果す。低域通過フィルタ1003の周波数特性は、シンボル伝送速度1/Tの半分、すなわち、1/2Tのカットオフ周波数を持ち、この周波数について寄対称な減衰特性を有する、いわゆるナイキストフィルタが望ましい。

第11図は、4相系の場合の遅延検波器の回路構成図を示したものである。第11図において、1101は入力端子、1102および1106は乗算器、1103は -45° 移相器、1105は $+45^\circ$ 移相器、1104はnタイムスロット遅延器、1107および1108は低域通過フィルタ、1109は出力端子A、1110は出力端子Bである。第10図の場合と異なっているのは、 -45° 移相器1103および $+45^\circ$ 移相器1105を用い、互いに直交する2軸について遅延検波を行い、2ビットの平行データを復調する点であり、その他の動作は第10図の場合と同様である。

第12図は、8相系の場合の遅延検波器の回路構成図を示したものである。第12図において、1201は入力端子、1202~1205は乗算器、1206はnタイムスロット遅延器、1207は -22.5° 移相器、1208は 22.5° 移相器、1209は $+67.5^\circ$ 移相器、1210は -67.5° 移相器、1211~1214は低域通過フィルタ、1215は比較器、1216は出力端子A、1217は出力端子C、1218は出力端子Bである。この場合はさらに、移相器1207~1210によって、 45° ずれた3軸について遅延検波を行い、3ビットの平行データを復調する。なお、比較器1215では、両入力の極性の一致、不一致を検出する。

次に、本発明のデジタル信号伝送方法がマルチパスフェージング下において良好な誤り率特性を示すことを説明する。

まず、第2の従来例のデジタル信号伝送方法として紹介した方法はタイムスロット内位相遷移波形 $\psi(t)$ として、階段状の波形の場合であったが、この改善原理は、任意の位相変化波形にも適用されることを示す。

第13図は、任意のタイムスロット内位相遷移波形 $\psi(t)$ について、第21図と同様に、2波マルチパス下において、検波出力信号がどのようになるかを説明した図である。第21図の場合と同様に、大別して検波出力はF、G、Hの3領域に分類され、領域FおよびHは、伝送されるデータ値と必ずしも極性の一致しない無効検波出力の領域である。そして、第21図における領域B、C、Dの領域Gが対応し、この領域は伝送されるデータ値と必ず極性の一致する有効検波出力の領域であり、領域G内には明確な領域区分は無いが、第13図(c)の実線に示したように、異なる種類の検波出力が現れる。第21図の場合と同様、さらに、第13図(c)の実線の波形にフィルタがかかり、第13図(c)の点線に示したようにアイパター

ンの一部を形成する。

領域Gにおける検波出力は、①式と同様にして、zをパラメータとして、

領域G:

$$a_n \sin(\pi/m) \cdot (|s_1 \exp\{j\psi(z)\} + s_2 \exp\{j\psi(z-\tau)\}|^2) = a_n \sin(\pi/m) \cdot (|s_1 \exp\{j\psi(z) - \psi(Z-\tau)\}|^2 + |s_2|^2) \quad \text{ただし、} \tau \leq z \leq T \quad \dots \textcircled{12}$$

と表せる。従って、

$$\psi(z) - \psi(Z-\tau) \neq \text{const.} \quad (\tau \leq z \leq T) \quad \dots \textcircled{13}$$

の条件が満たされるタイムスロット内位相遷移波形 $\psi(t)$ を用いる限り、⑫式は一定値ではなく、やはり、異なる検波出力を合成することによる一種のダイバーシチ効果によってマルチパスフェージング下において誤り率特性が改善されることがわかる。⑬式の条件は、タイムスロット内位相遷移波形 $\psi(t)$ が、その位相変化率が変化する、あるいは、不連続である波形であることを示している。

次に、本発明のデジタル信号伝送方法の代表例をとり、遅延時間差を有する2波レイリーフェージング下における平均誤り率特性の一例を示す。

第14図は、タイムスロット内位相遷移波形が、第1図あるいは③式の ψ_{\max} をパラメータとして、4相系の場合の平均誤り率特性をS/N比に対して示したものである。なお、比較のために従来のデジタル信号伝送方法である4相位相変調の場合も同一グラフに示した。第14図のように、4相位相変調ではS/N比を増加しても軽減されない、軽減不能誤りを生じるが、本発明のデジタル信号伝送方法においてはそのような現象は現れず、著しく誤り率特性が改善されることがわかる。

第15図は、同様に、 ψ_{\max} をパラメータとして、4相系の場合の平均誤り率特性を遅延時間差 τ に対して示したものである。 ψ_{\max} が $180^\circ \sim 360^\circ$ の時、 $0 < \tau/T < 0.7$ の範囲で著しく改善され、 ψ_{\max} が $225 \sim 270^\circ$ の時、最大 τ/T が0.8程度まで改善されることが判る。 ψ_{\max} を大きくすると、占有帯域幅の増加を招くので、 ψ_{\max} は 225° 程度に選ぶのが適当である。なお、 $\tau/T=0$ あるいは $\tau/T \geq 0.7$ においては、改善効果がなくなり、ほぼ4相位相変調の特性に近い。

以上のように、本実施例によれば、タイムスロット内位相遷移波形を放物線状にすることにより、より大きな τ に対しても改善効果が得られ、かつ、タイムスロット内に位相不連続点がないので帯域制限時の包絡線変動を軽減でき、帯域制限および非線形歪に対する特性が向上する。

以下、本発明の第2の実施例について図面を参照しながら、説明する。

第16図は、本発明の第2の実施例におけるデジタル信号伝送方法の送信回路の構成図である。第16図において、501はデータ入力端子、1601は伝送信号生成回路で

あり、以上は、第 1 の実施例における第 5 図の構成と全く同じものである。1602～1604 は k 系統の第 1 空中線～第 k 空中線、1605～1607 は k 系統のレベル調節器、1608～1610 は k-1 系統の第 1 遅延器～第 k-1 遅延器である。なお、レベル調節器 1605～1607 は、増幅作用を有しても良い。また、受信側における検波方法は、第 1 の実施例として示した第 10 図～第 12 図のような n タイムスロットの遅延検波を行う。

以上のように構成されたデジタル信号伝送方法について、以下、第 15 図、第 16 図、および、⑬式を用いて説明する。

第 15 図は、伝送信号生成回路 1601 の出力信号である本発明の伝送信号が遅延時間差 τ を持つ 2 波のレイリーフェージング経路を伝搬し、受信検波された場合の平均誤り率特性であることは前述した。今、伝搬経路の遅延時間差 τ 、いわゆる、遅延分散がタイムスロット長 T に比べて小さい場合を想定する。この条件は、構内などで遅延分散が小さい場合、あるいは、伝送速度が遅い場合に相当する。このように τ/T が 0 に近い時、⑬式左辺は z の変化に対して変化が少なくなり、第 1 の実施例で述べたような異種の検波出力を合成することによるダイバーシチ効果が減少する。このために、第 15 図のように、 τ/T が 0 に近くなるにつれて、誤り率特性は改善されなくなる。従って、 τ/T の改善範囲である、0～0.8 の範囲に入る程度の遅延を予め送信側で与えておけば、ダイバーシチ効果によって、かえって誤り率特性が改善される。

第 16 図において、1608～1610 の遅延器は以上のような送信側での遅延を与えるもので、各空中線からの行路差による遅延を含め、受信側において、最初に到達する波と最後に到達する波の時間差 τ_m が τ_m/T にして、タイムスロット内位相遷移波形 ϕ_{\max} によって決る τ/T の最大改善範囲 (0.8 程度) を超えないように設定しなければならない。レベル調節器 1605～1607 は、各空中線からのフェージングを伴う波の平均レベルは受信点においてほぼ等しく設定する。第 1～第 k 空中線は、各空線から受信点までの経路のそれぞれのフェージングが互いに無相関になるように、離して設置するかあるいは偏波面の異なる空中線を用いる必要がある。なお、最も単純で有用な場合として、 $k=2$ の場合が考えられるが、この場合は 2 つの空中線から到達する波の時間差 τ_m が τ_m/T にして、 ϕ_{\max} によって決る誤り率の最良点である、0.3～0.4 程度に選ぶのが望ましい。

以上のように、本発明の第 2 の実施例においては、同一の伝送信号を時間差をもって異なる空中線から送信することにより、 τ/T が小さい時もダイバーシチ効果を得ることができ、誤り率特性を改善することができる。このダイバーシチは、受信側の空中線が一つで済むので受信側機器の小型化、携帯化に有利である。

発明の効果

以上のように本発明は、伝送信号のタイムスロット内位相遷移波形に放物線波形を用いることにより、タイムスロット内の位相不連続点をなくし、帯域制限時の包絡線変動を抑え、帯域制限および非線形歪に対して特性が向上する。また、より大きな遅延時間 τ に対しても複数種類の検波出力を得ることができ、所要帯域幅あるいは帯域制限との両立を図りながら、より大きな τ/T に対しても良好な誤り率特性を得ることができる。

【図面の簡単な説明】

- 10 第 1 図～第 4 図は本発明のデジタル信号伝送方法の伝送信号の位相遷移波形の一例を示す位相遷移波形図、第 5 図は本発明の第 1 の実施例におけるデジタル信号伝送方法の伝送信号の生成回路の回路構成図、第 6 図は第 5 図の直交変調器 505 の回路構成図、第 7 図は第 5 図の差動符号化回路 502 の回路構成図、第 8 図および第 9 図は第 5 図の波形発生回路 504 の回路構成図、第 10 図～第 12 図は本発明の実施例におけるデジタル信号伝送方法の検波器の回路構成図、第 13 図は本発明のデジタル信号伝送方法の 2 波マルチパス下における検波出力信号を説明した説明図、第 14 図～第 15 図は 2 波レイリーフェージング下における本発明のデジタル信号伝送方法の平均誤り率特性を示した特性図、第 16 図は本発明の第 2 の実施例におけるデジタル信号伝送方法の伝送回路の回路構成図、第 17 図は第 1 の従来例におけるデジタル信号伝送方法の伝送信号の位相遷移を示す位相遷移波形図、第 18 図は第 1 の従来例におけるデジタル信号伝送方法の 2 波マルチパス下における検波出力信号を説明した説明図、第 19 図は第 18 図の検波出力を求めるために直接波と遅延波の合成位相を示したベクトル図、第 20 図は第 2 の従来例におけるデジタル信号伝送方法の伝送信号の位相遷移を示す位相遷移波形図、第 21 図は第 2 の従来例におけるデジタル信号伝送方法の 2 波マルチパス下における検波出力信号を説明した説明図、第 22 図は第 21 図の検波出力を求めるために直接波と遅延波の合成位相を示したベクトル図である。
- 501……データ入力端子、502……差動符号化回路、503……発振器、504……波形発生回路、505……直交変調器、506……伝送信号出力端子、601……90° 移相器、602, 603……平衡変調器、604……合成器、701……グレイ符号変換回路、702……加算器、703……遅延器、704……グレイ符号変換回路、801……I 軸データ入力端子、802……データクロック出力端子、803……Q 軸データ入力端子、804, 806……シフトレジスタ、805, 901……2 進カウンタ、807, 902……リード・オンリー・メモリー (ROM)、808……クロック発生器、809, 810……デジタル・アナログ変換器 (D/A 変換器)、811, 812, 1003, 1107, 1108, 1211～1214……低域通過フィルタ、813……I 軸変調出力端子、814……Q 軸変調出力端子、1001, 1101, 1201……入力端子、1002, 1102, 1106, 1202～1205……乗算器、1004, 1104, 1206……n タイムスロット遅延器、1005

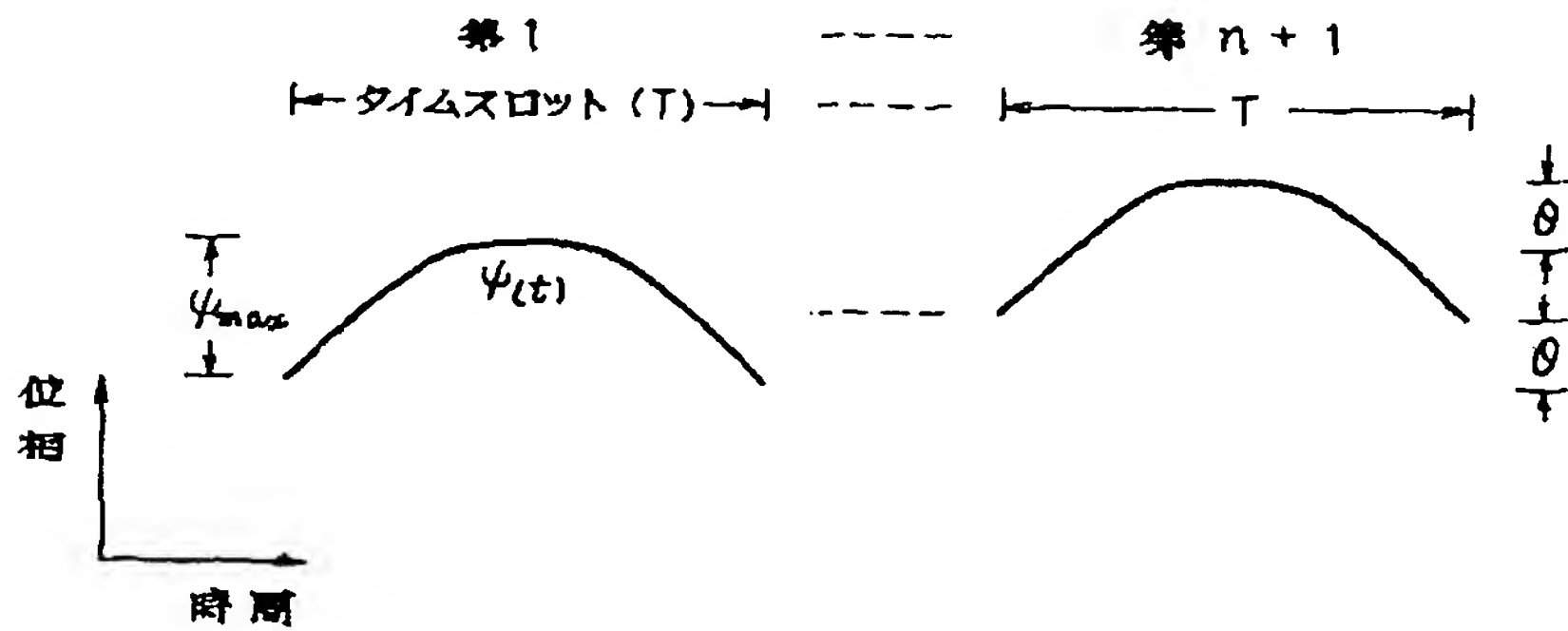
17

……出力端子、1109, 1216……出力端子 A、1110, 1218…
 …出力端子 B、1217……出力端子 C、1103…… -45° 移
 相器、1105…… $+45^\circ$ 移相器、1207…… -2.25° 移相
 器、1208…… $+22.5^\circ$ 移相器、1209…… $+67.5^\circ$ 移相
 器、1210…… -67.5° 移相器、1215……比較器、1601…

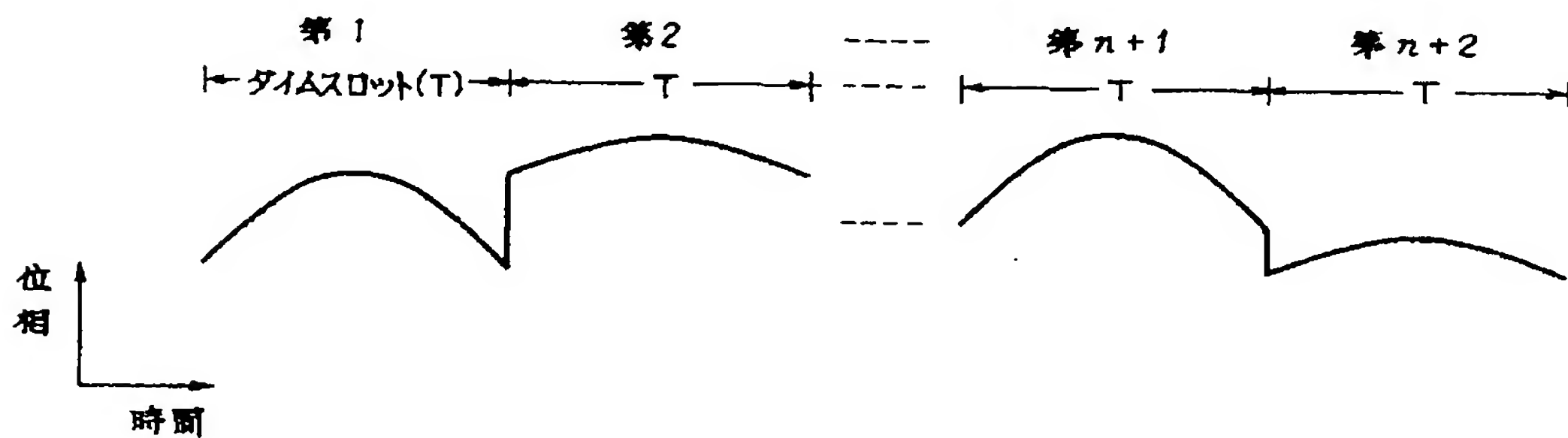
18

…伝送信号生成回路、1602……第 1 空中線、1603……第
 2 空中線、1604……第 k 空中線、1605～1607……レベル
 調節器、1608……第 1 遅延器、1609……第 2 遅延器、16
 10……第 $k-1$ 遅延器。

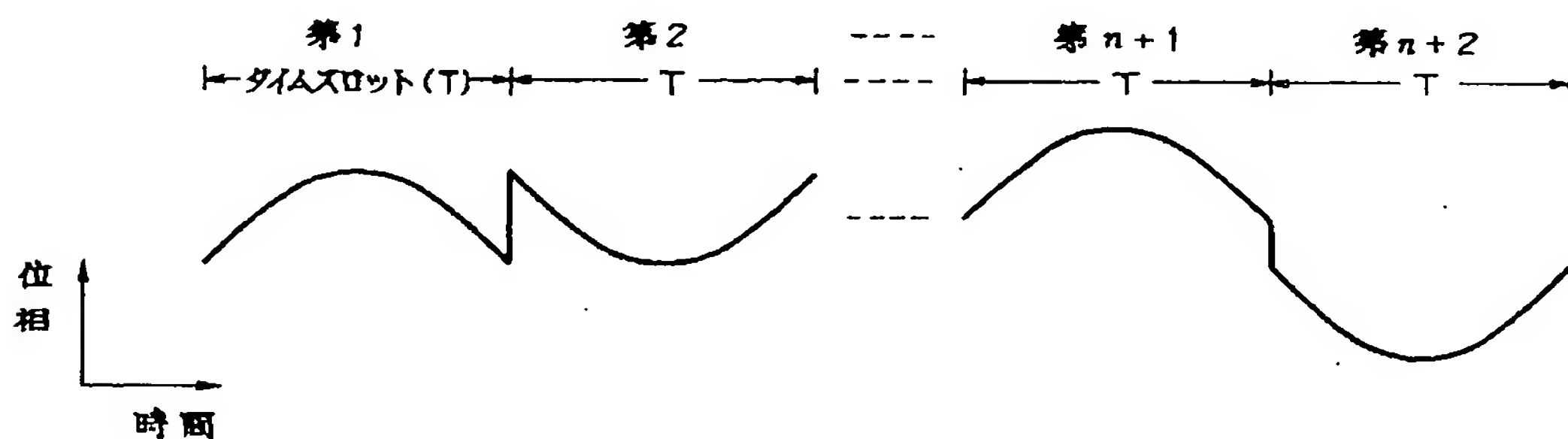
【第 1 図】



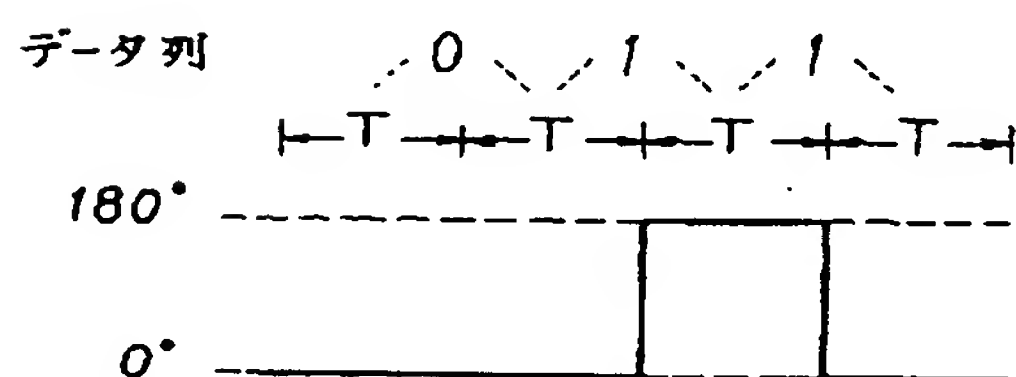
【第 2 図】



【第 3 図】



【第 17 図】



データ列

(1, 0) (1, 1) (0, 0) (0, 1)

450°
360°
270°
180°
90°
0°

```
graph LR; 501((データ入力端子)) --> 502[差動符号化回路]; 502 --> 504[波形発生回路]; 504 -- I, Q --> 505[直交変調器]; 503[発振器] --> 505; 505 --> 506((伝送信号出力端子))
```

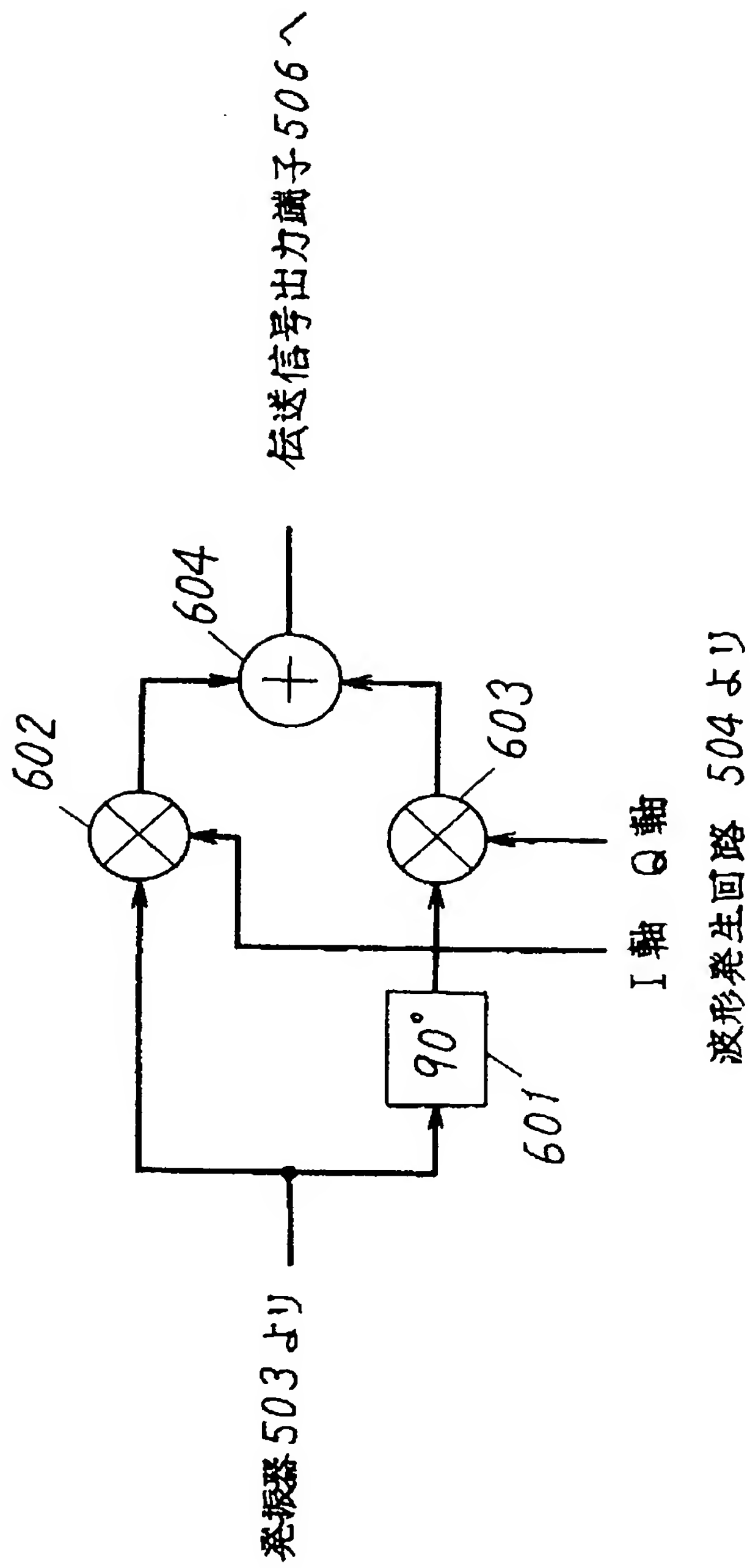
Figure 1 is a block diagram of a feedback control system. It consists of the following components and connections:

- Input Terminal (1001):** Labeled "入力端子" (Input Terminal).
- Summing Junction (1002):** Represented by a circle with an 'X' inside.
- Low-Pass Filter (1003):** A rectangular block labeled "低域通過フィルタ" (Low-pass Filter).
- Output Terminal (1005):** Labeled "出力端子" (Output Terminal).
- Feedback Block (1004):** A rectangular block labeled nT .

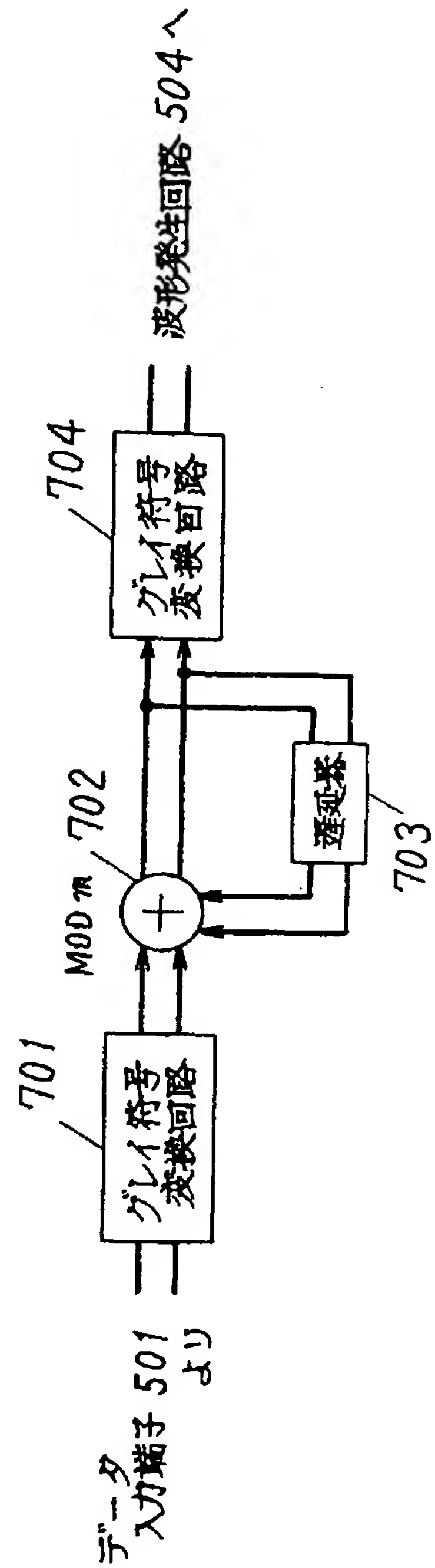
The signal flow is as follows:

- The input signal from terminal 1001 is split into two paths.
- One path goes directly to the summing junction 1002.
- The other path goes through the feedback block 1004 before entering the summing junction 1002.
- The output of the summing junction 1002 is fed into the low-pass filter 1003.
- The output of the low-pass filter 1003 is the system output at terminal 1005.

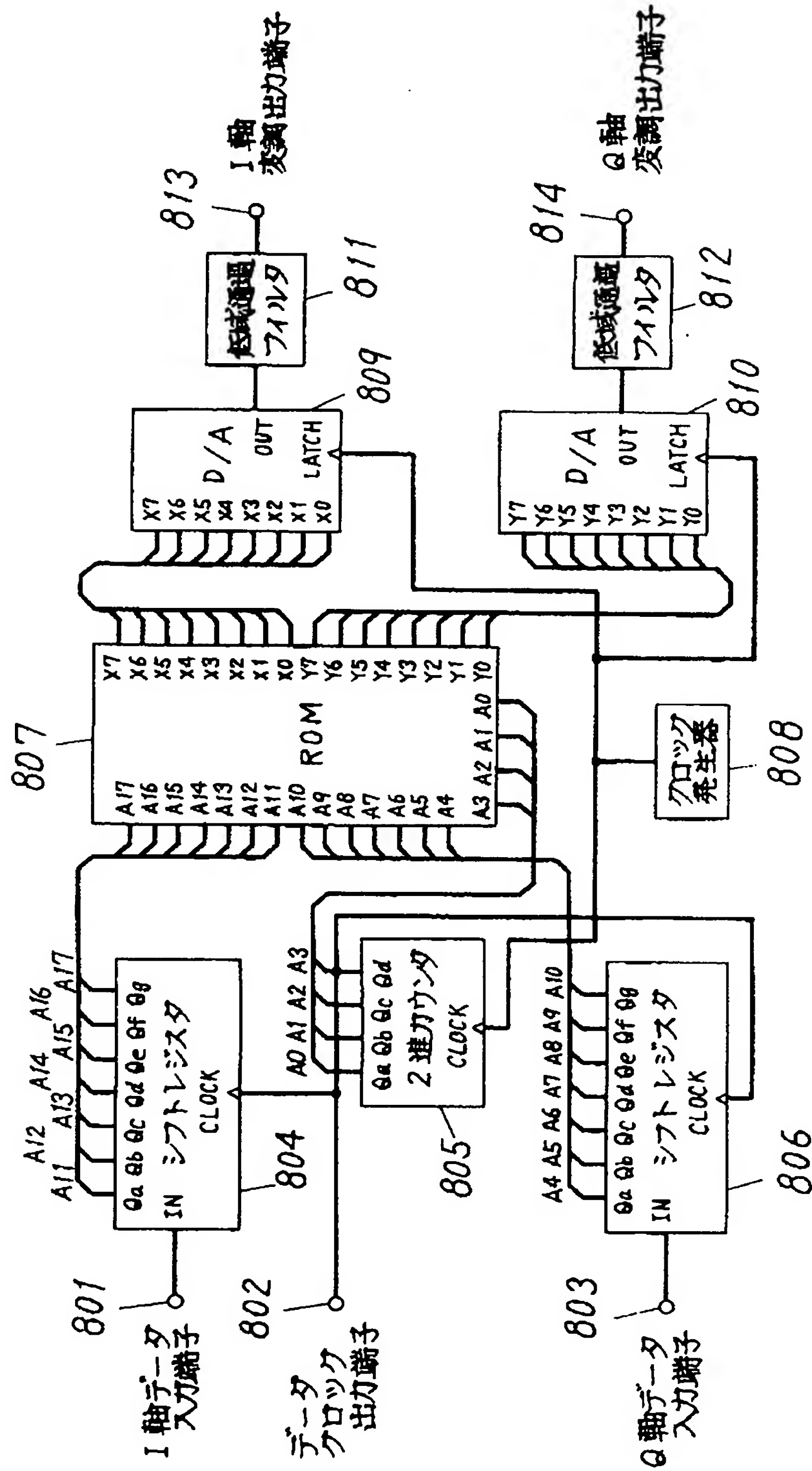
【第6図】



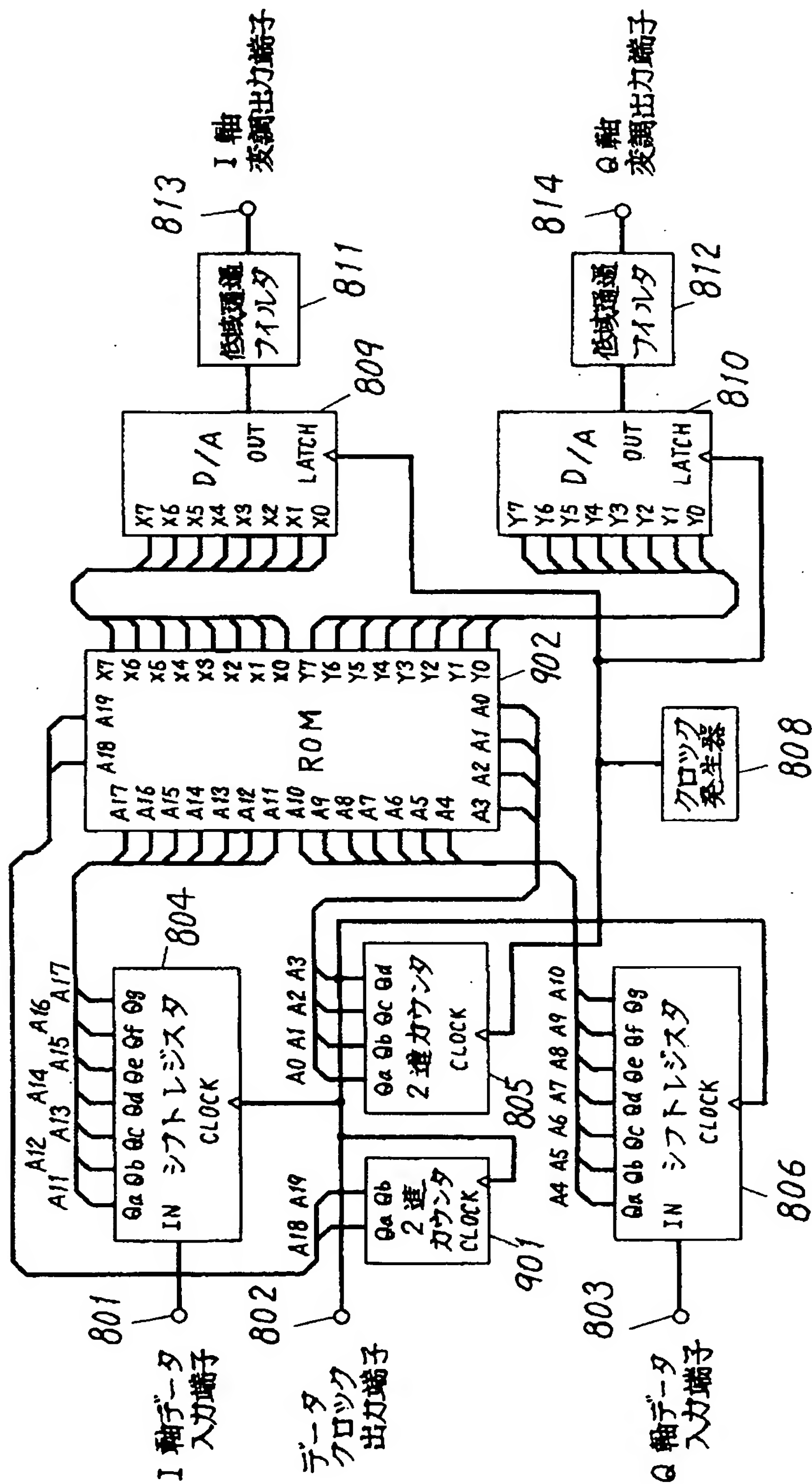
【第7図】



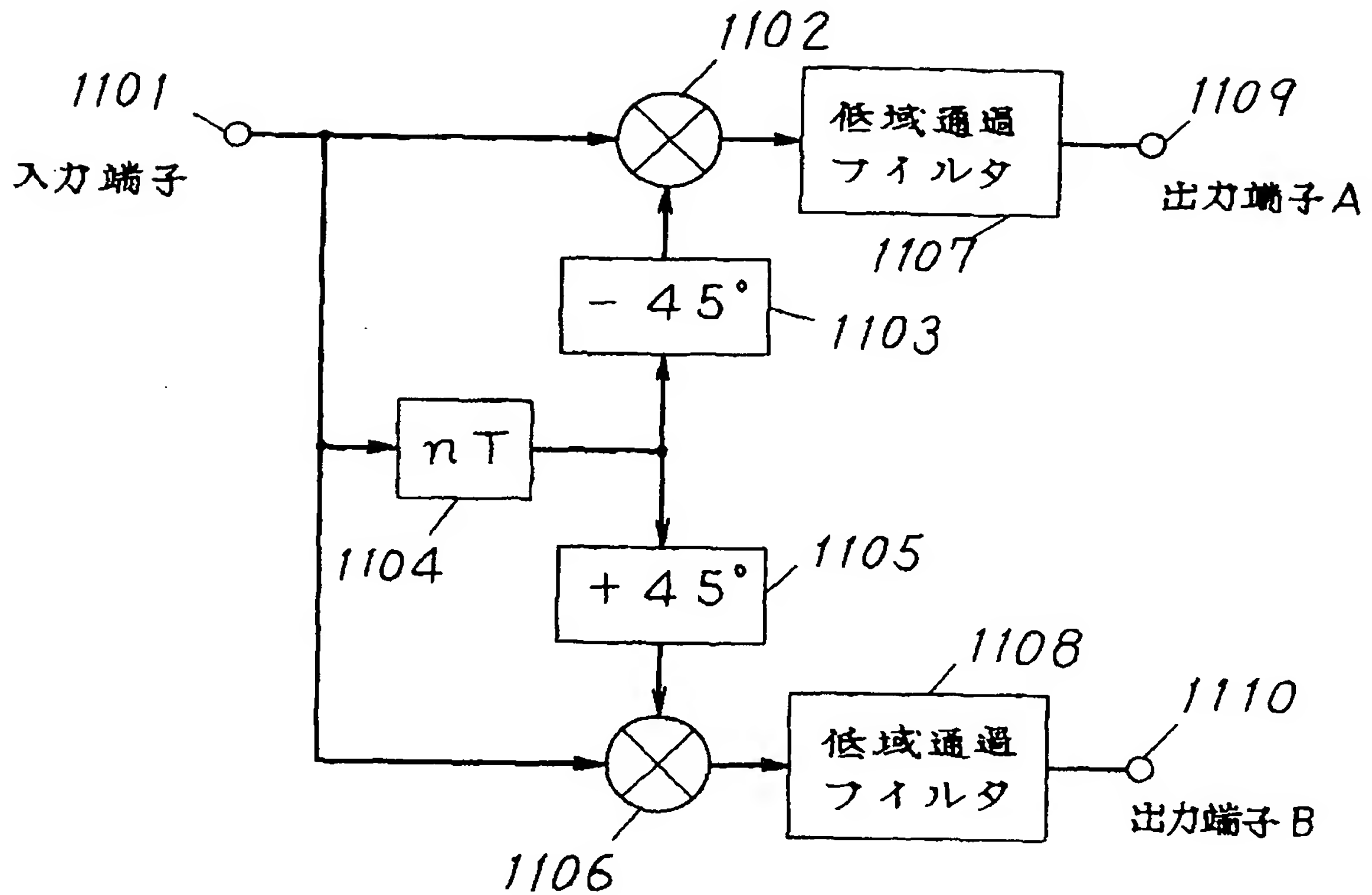
【第8図】



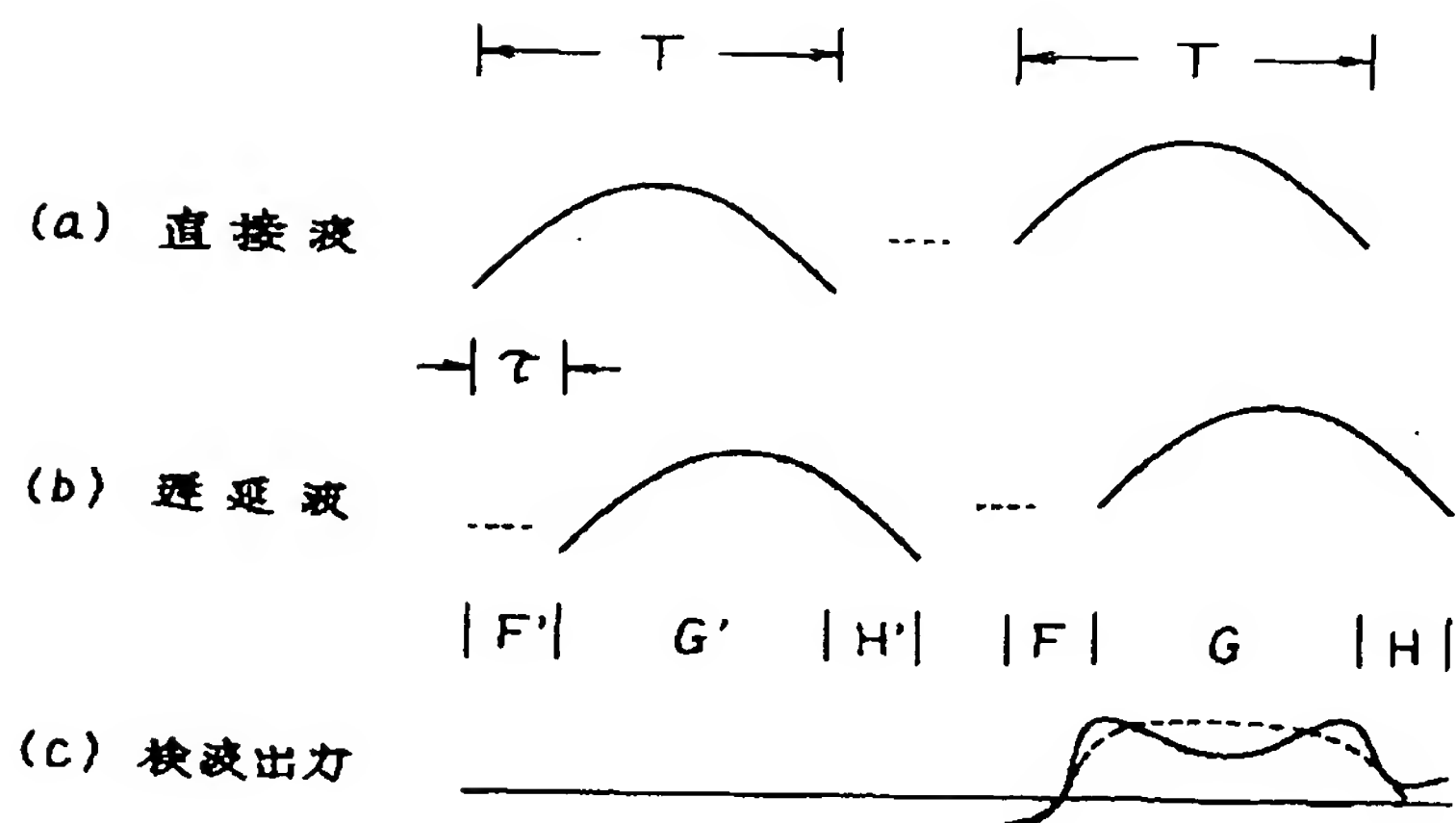
【第9図】



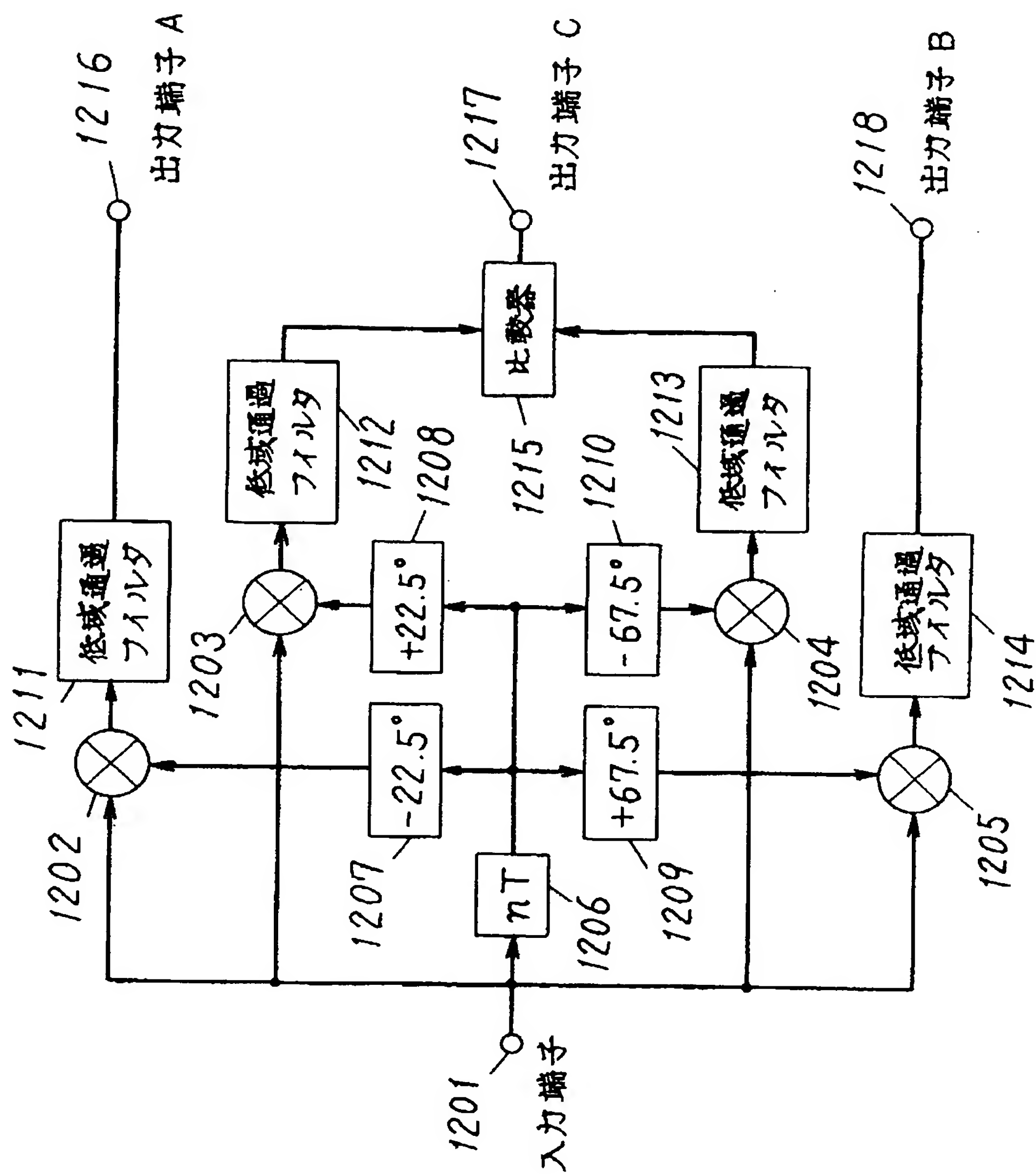
【第11図】



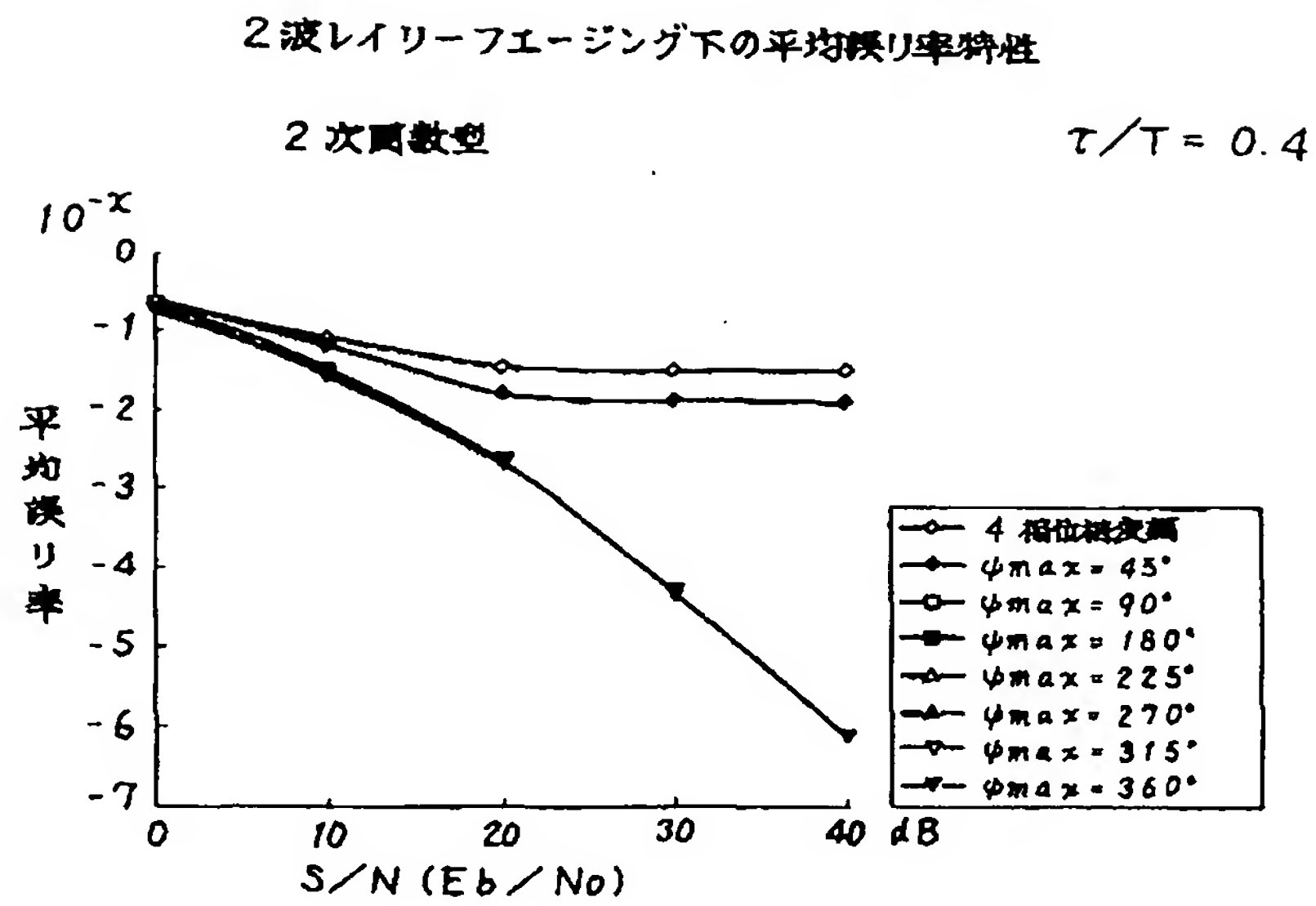
【第13図】



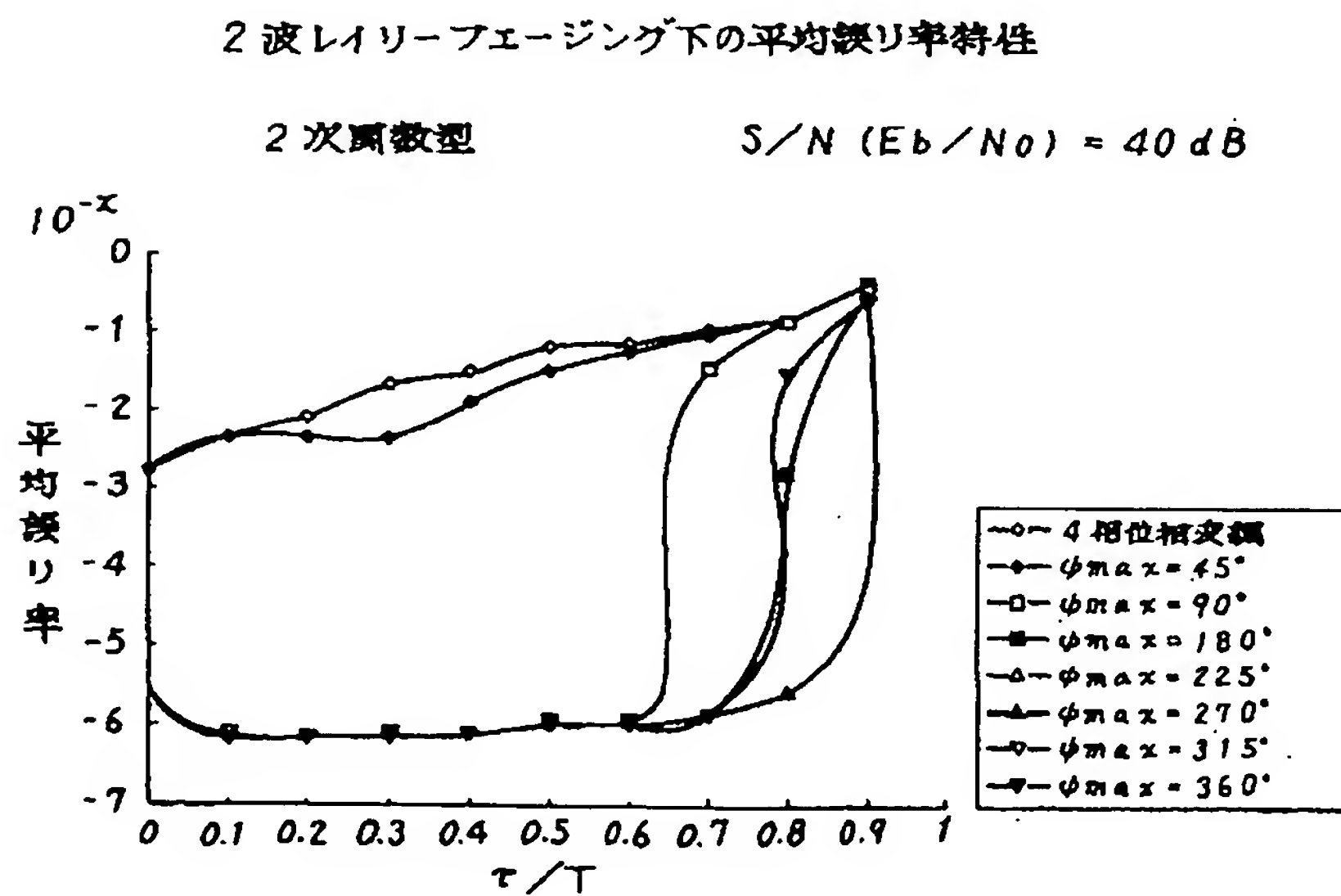
【第12図】



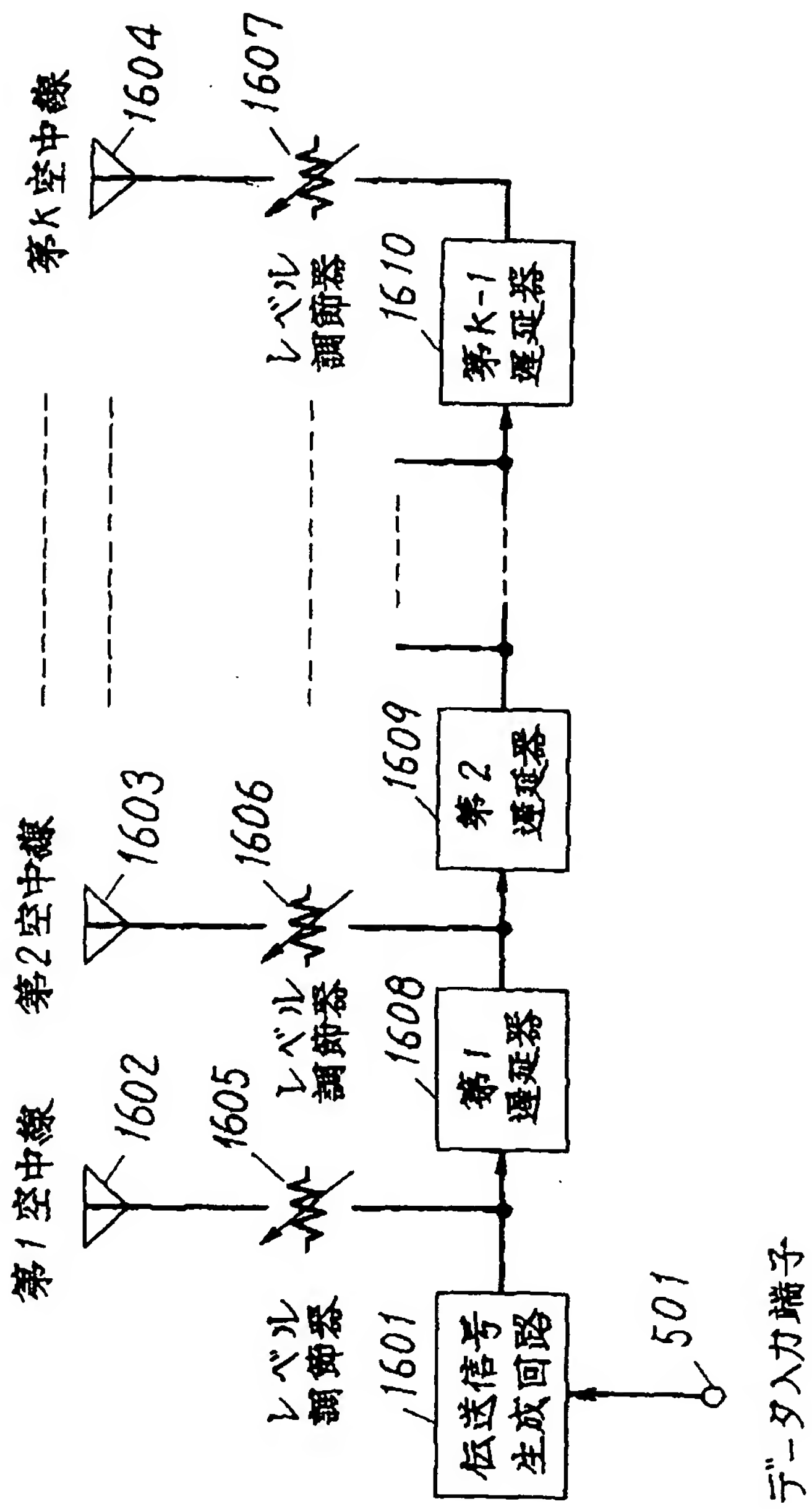
【第 1 4 図】



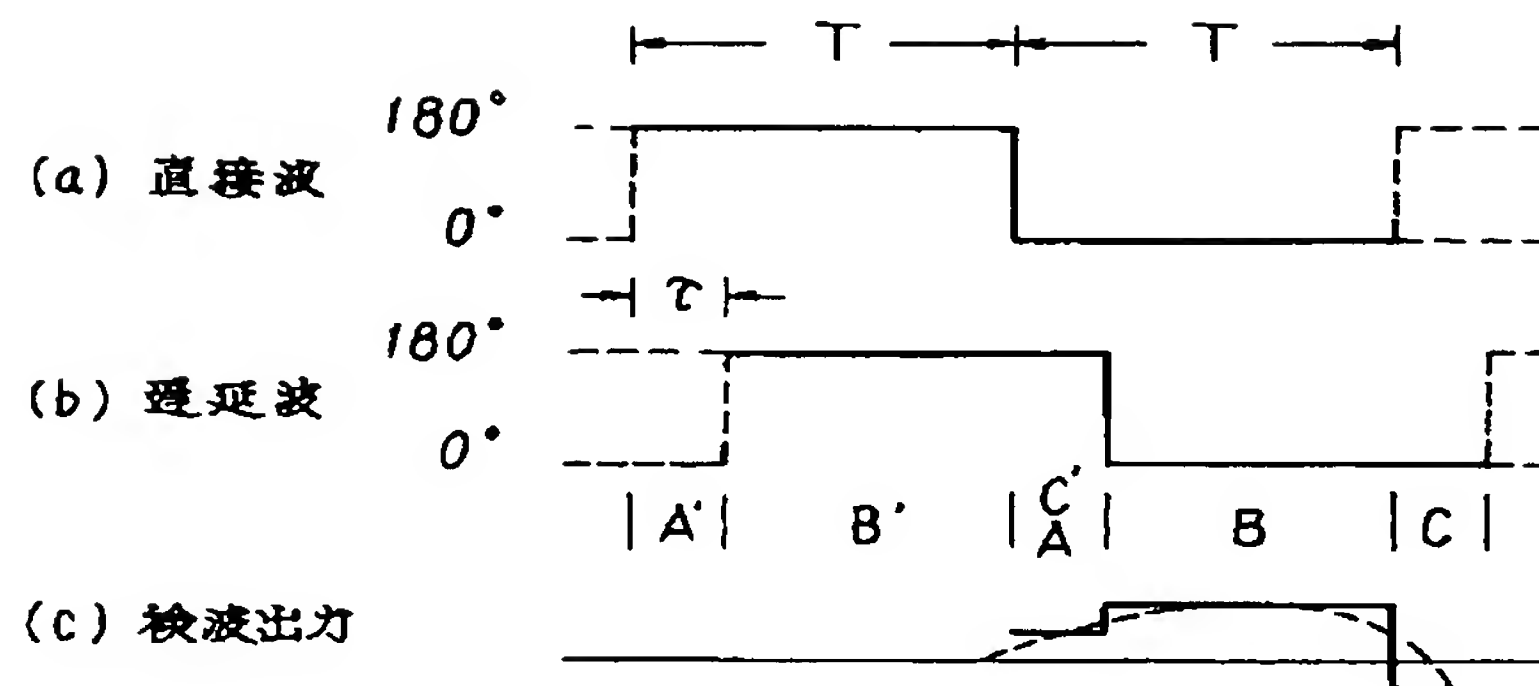
【第 1 5 図】



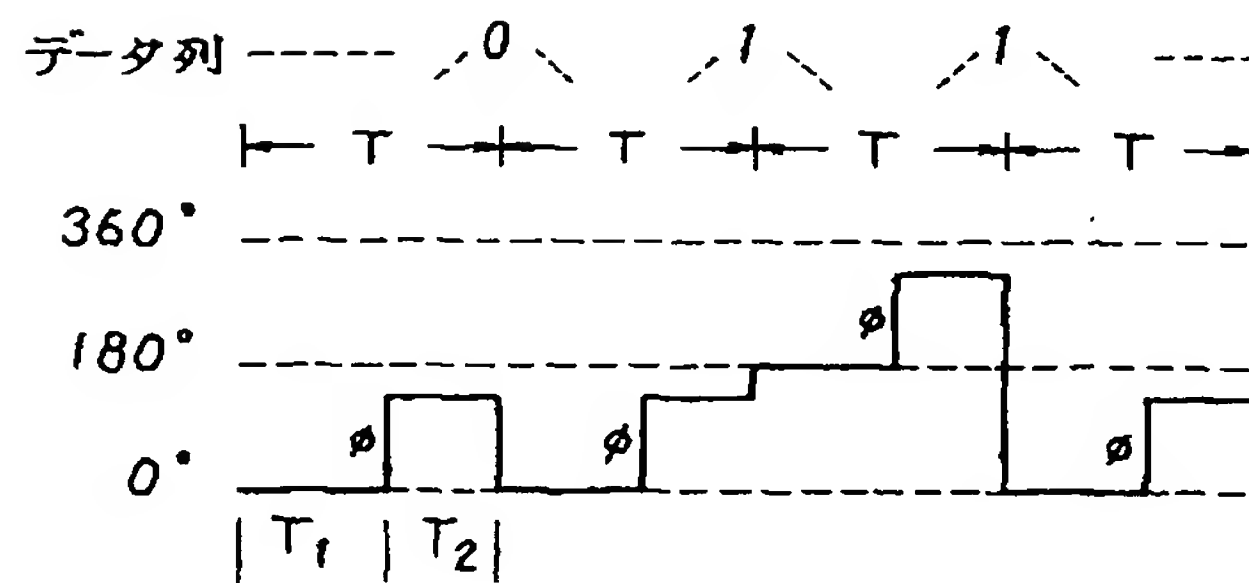
【第 1 6 図】



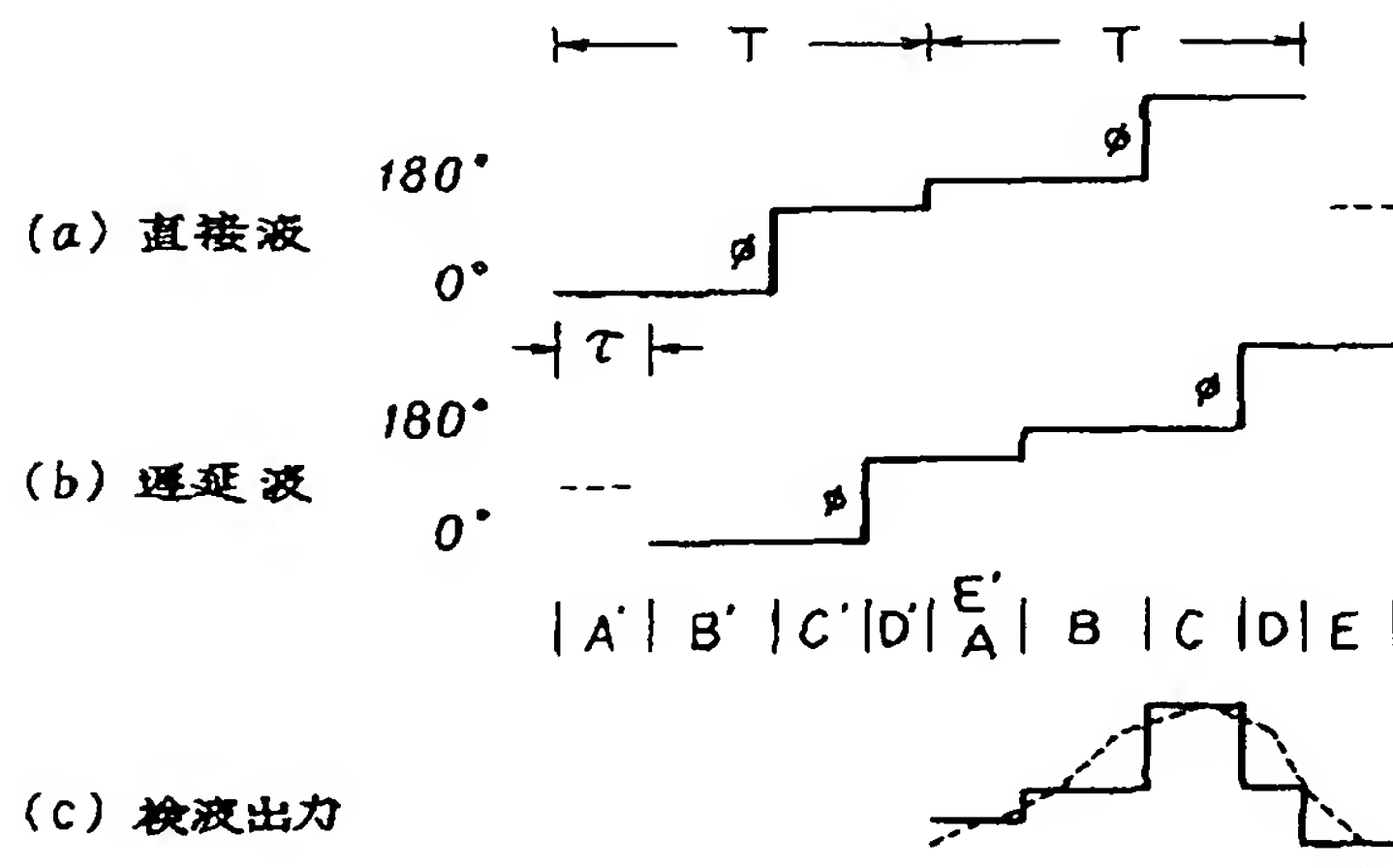
【第18図】



【第20図】



【第21図】



【第 2 2 図】

